

Requested document:	JP8290778 click here to view the pdf document
---------------------	---

CONTROL DEVICE FOR ELECTRIC POWER STEERING DEVICE

Patent Number:

Publication date: 1996-11-05

Inventor(s): ENDO SHUJI

Applicant(s): NIPPON SEIKO KK

Requested Patent: ☐ [JP8290778](#)

Application Number: JP19950119011 19950421

Priority Number(s): JP19950119011 19950421

IPC Classification: B62D5/04; B62D6/00; B62D101/00; B62D119/00

EC Classification: [B62D5/04](#)

Equivalents: ☐ [DE19615377](#), [JP3493806B2](#), ☐ [US5732373](#)

Abstract

PURPOSE: To facilitate the improvement of the stability and responsiveness of a control system because a stabilizing compensator has a characteristic which is displayed by a specified expression, and acts so as to cancel the peak of the resonance frequency of a resonance system and to improve the stability and responsiveness of the control system. **CONSTITUTION:** A stabilizing compensator represents the characteristic $P(S)$ of a practical control object by a model showing characteristic $P_n(S)$ similar to the characteristic $P(S)$ and obtains conditions where a sharp peak does not occur at the resonance point on the above represented model for composing itself. For this reason, a pole zero counterbalance into which input having reverse characteristic is added is carried out. Namely, to the characteristic $P_n(S)$ of a similar model of the control object shown by a prescribed formula, the characteristic $C(S)$ of the stabilizing compensator is defined as follows; $C(S) = (CS^2 + a_1 S + a_2) / (S^2 + b_1 S + b_2)$. In this formula, S is Laplace transforming element; a_1 , a_2 , b_1 , b_2 are parameters determined by the resonance frequency of a resonance system. Thus the peak value of the resonance system is removed, and discrepancy in phase is compensated.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-290778

(43) 公開日 平成8年(1996)11月5日

(51) Int.Cl.⁶

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

B 6 2 D 5/04

B 6 2 D 5/04

6/00

6/00

// B 6 2 D 101: 00

119: 00

審査請求 未請求 請求項の数 1 F D (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願平7-119011

(22) 出願日 平成7年(1995)4月21日

(71) 出願人 000004204

日本精工株式会社

東京都品川区大崎1丁目6番3号

(72) 発明者 遠藤 修司

群馬県前橋市鳥羽町78番地 日本精工株式会社内

(74) 代理人 弁理士 貞重 和生

(54) 【発明の名称】 電動パワーステアリング装置の制御装置

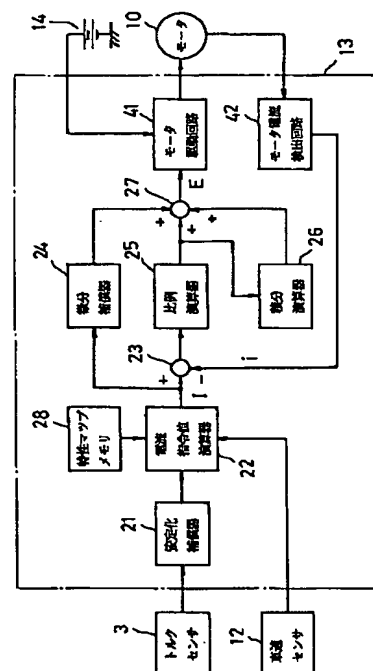
(57) 【要約】

【目的】 制御系の安定性と応答性を改善した電動式パワーステアリング装置の制御装置を提供する。

【構成】 操舵トルクに基づいて演算された電流指令値と検出されたモータ電流値から演算した電流制御値に基づいて操舵補助力を与えるモータ出力を制御するパワーステアリング装置の制御装置13で、操舵トルクを検出するトルクセンサ3の後段に、安定化補償器21を挿入して制御系の安定性と応答性を改善する。安定化補償器21は装置を構成する慣性要素とバネ要素からなる共振系の共振周波数のピークを打ち消すように作用する以下の特性式C(s)で表される。

$$C(s) = (s^2 + a_1 s + a_2) / (s^2 + b_1 s + b_2)$$

s : ラプラス変換子、a₁、a₂、b₁、b₂ : 共振系の共振周波数により決定されるパラメータ。



1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 少なくともステアリングシャフトに発生する操舵トルクに基づいて演算された電流指令値と検出されたモータ電流値から演算した電流制御値に基づいてステアリング機構に操舵補助力を与えるモータ出力を制御する電動パワーステアリング装置の制御装置において、

制御装置の安定性を補償する安定補償器が操舵トルクを検出するトルクセンサの後段に配置され、

前記安定補償器は、電動式パワーステアリング装置を構成する慣性要素とバネ要素からなる共振系の共振周波数のピークを打ち消すように作用するとともに、制御系の安定性と応答性を改善するように作用する以下の特性式で表される特性を備えたものであること

$$C(s) = (s^2 + a_1 s + a_2) / (s^2 + b_1 s + b_2)$$

s : ラプラス変換子、 a_1 、 a_2 、 b_1 、 b_2 : 共振系の共振周波数により決定されるパラメータ

を特徴とする電動パワーステアリング装置の制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 この発明は、電動パワーステアリング装置の制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 車両用の電動パワーステアリング装置は、操向ハンドルの操作によりステアリングシャフトに発生する操舵トルク、及び車速を検出し、その検出信号に基づいて操舵系に結合されたモータの制御目標値である電流指令値を演算し、電流フィードバック制御回路において、前記した制御目標値である電流指令値と実際にモータに流れる電流との差を電流制御値として求め、得られた電流制御値によりモータを駆動して操向ハンドルの操舵力を補助するものであり、車速が低速の場合は補助操舵力を大きくしてハンドル操作を軽く、車速が高速の場合は補助操舵力を小さくしてハンドル操作を重くなるように制御するのが一般的である。

【0003】 このような電動式パワーステアリング装置では、制御系の安定性を維持するよう、トルクセンサの後段に位相補償器を挿入して操舵トルクの急激な変動を補償することが従来から行われている。

【0004】 また、このような電動式パワーステアリング装置では、操舵系に結合されたモータの慣性力により制御系の応答性が低下して操舵感覚を悪くするため、操舵トルクの微分値を操舵トルクに加算して応答性を改善するようにすることが知られている。

【0005】 また、電動式パワーステアリング装置は、モータを質量、トーシヨンバーをバネ要素とした共振系を構成しており、この共振系が振動を起こすと操舵感覚を悪くするため、制御系のトルクセンサの後段に共振周波数成分を除去する帯域除去フィルタを挿入して共振系

2

の振動を抑え、操舵感覚を改善するようにすることが知られている（特開平6-183355号公報参照）。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】 しかしながら、前記した電動式パワーステアリング装置における制御系の安定性と応答性とは相反する特性であり、安定性を高めれば応答性が低下し、応答性を高めれば安定性が低下してしまい、両特性を満足させることが困難であった。また、前記したように、電動式パワーステアリング装置を構成するモータ、トーシヨンバーなどからなる共振系の共振周波数成分を除去するために帯域除去フィルタを使用したときは、除去される中心周波数以下では応答性が低下してしまうばかりでなく、フィルタなど構成部品の精度のバラツキなどにより十分な制振効果を得ることができない場合がある。

【0007】 このほか、補助操舵力を指令する指令値には油圧式パワーステアリング装置のような非線形特性を与えた場合が好ましい場合があるが、電動式パワーステアリング装置では非線形特性の付与を考慮した設計が困難であること、使用状態などによる動特性の変化を考慮した設計が困難であること、制御系の次数が大きくなりデジタル回路での実現が困難になることなどの課題があった。

【0008】

【課題を解決するための手段】 この発明は上記課題を解決するもので、少なくともステアリングシャフトに発生する操舵トルクに基づいて演算された電流指令値と検出されたモータ電流値から演算した電流制御値に基づいてステアリング機構に操舵補助力を与えるモータ出力を制御する電動パワーステアリング装置の制御装置において、制御装置の安定性を補償する安定補償器が操舵トルクを検出するトルクセンサの後段に配置され、前記安定補償器は、電動式パワーステアリング装置を構成する慣性要素とバネ要素からなる共振系の共振周波数のピークを打ち消すように作用するとともに、制御系の安定性と応答性を改善するように作用する以下の特性式で表される特性を備えたものであること

$$C(s) = (s^2 + a_1 s + a_2) / (s^2 + b_1 s + b_2)$$

s : ラプラス変換子、 a_1 、 a_2 、 b_1 、 b_2 : 共振系の共振周波数により決定されるパラメータを特徴とする。

【0009】

【作用】 操舵トルクを検出するトルクセンサの後段に配置された特性式C(s)で表される特性を備えた安定補償器により、検出トルクに含まれる慣性要素とバネ要素からなる共振系の共振周波数のピーク値を除去し、また、制御系の安定性と応答性を阻害する共振周波数の位相のずれを補償するから、制御系の安定性と応答性を改善することができる。

【0010】

【実施例】以下、この発明を図面により説明する。図1は、この発明を適用するに適した電動パワーステアリング装置の構成の概略を説明する図で、操向ハンドル1の軸2は減速ギア4、ユニバーサルジョイント5a、5b、ピニオンラック機構7を経て操向車輪のタイロッド8に結合されている。軸2には操向ハンドル1の操舵トルクを検出するトルクセンサ3が設けられており、また、操舵力を補助するモータ10がクラッチ9、減速ギア4を介して軸2に結合している。

【0011】クラッチ9は以下説明する電子制御回路13により制御される。クラッチ9は通常の動作状態では結合しており、電子制御回路13によりパワーステアリング装置の故障と判断された時、及び電源がOFFとなっている時に切離される。

【0012】パワーステアリング装置を制御する電子制御回路13は、バッテリー14からイグニッションキー11を経て電力が供給される。電子制御回路13は、トルクセンサ3で検出された操舵トルクと車速センサ12で検出された車速に基づいて電流指令値の演算を行い、演算された電流指令値に基づいてモータ10に供給する電流をフィードバック制御する。

【0013】図2は、この発明による電子制御回路13の構成を示すブロック図である。電子制御回路13はCPUから構成されるが、ここではそのCPU内部においてプログラムで実行される機能を示している。

【0014】従来の電動パワーステアリング装置を制御する電子制御回路との相違点は、操舵トルクを検出するトルクセンサ3の後段に、この発明による安定化補償器21を設け、操舵系の安定性、応答性を高め、振動を抑さえ、良好な操舵感覚を与えるための補償を行うようにした点にある。安定化補償器21については、後で詳細に説明する。

【0015】まず、電子制御回路13の構成と動作の概略について説明する。トルクセンサ3から入力された操舵トルク信号は、後で詳細に説明する安定化補償器21により所定の補償がなされた後、電流指令値演算器22に入力される。また、車速センサ12で検出された車速も電流指令値演算器22に入力される。

【0016】電流指令値演算器22は、安定化補償器21により所定の補償がなされた操舵トルク信号及び車速信号と、特性マップメモリ28に格納されている操舵補助指令値に基づき、所定の演算式によりモータ10に供給する電流の制御目標値である電流指令値Iを演算する。

【0017】比較器23、微分補償器24、比例演算器25及び積分演算器26、加算器27から構成される回路は、実際のモータ電流値Iが電流指令値Iに一致するようにフィードバック制御を行う回路である。

【0018】比例演算器25では、電流指令値Iと実際の

のモータ電流値Iとの差に比例した比例値が出力される。さらに比例演算器25の出力信号はフィードバック制御系の特性を改善するため積分演算器26において積分され、差の積分値の比例値が出力される。

【0019】微分補償器24では、電流指令値Iに対する実際にモータに流れるモータ電流値Iの応答速度を高めるため、電流指令値Iの微分値が出力される。

【0020】比例演算器25から出力された電流指令値Iと実際のモータ電流値Iとの差に比例した比例値、及び積分演算器26から出力された積分値、及び微分補償器24の出力は、加算器27において加算演算され、演算結果である電流制御値Eがモータ駆動信号としてモータ駆動回路41に出力される。

【0021】図3にモータ駆動回路41の構成の一例を示す。モータ駆動回路41は加算器27から入力された電流制御値EをPWM信号と電流方向信号とに分離変換する変換部44、FET（電界効果トランジスタ）のゲートを駆動するゲート駆動回路45、FET1～FET4からなるHブリッジ回路等からなり、ここでFET1とFET3はHブリッジの第1のアームを、FET2とFET4はHブリッジの第2のアームを構成する。なお、昇圧電源46はFET1、FET2のハイサイド側を駆動する電源である。

【0022】PWM信号（パルス幅変調信号）は、モータに流れる電流の大きさを時間で決定する信号で、加算器27において演算された電流制御値Eの絶対値によりPWM信号のデューティ比（FETのゲートをON/OFFする時間比）が決定される。FET1とFET2は前記したPWM信号のデューティ比に基づいてゲートがON/OFFされ、モータに流れる電流の大きさが制御される。

【0023】電流方向信号は、モータに供給する電流の方向を指示する信号で、加算器27において演算された電流制御値Eの符号（正負）により決定される。また、FET3とFET4は前記した電流方向信号に基づいてゲートがON或いはOFFされ（一方がONの時、他方はOFFとなる）、モータに流れる電流の方向、即ちモータの回転方向が切り換えられる。

【0024】FET4が導通状態にあるときは、電流はFET1、モータ10、FET4、抵抗R1を経て流れ、モータ10に正方向の電流が流れる。また、FET3が導通状態にあるときは、電流はFET2、モータ10、FET3、抵抗R2を経て流れ、モータ10に負方向の電流が流れる。

【0025】モータ電流検出回路42は、抵抗R1の両端における電圧降下に基づいて正方向電流の大きさを検出し、また、抵抗R2の両端における電圧降下に基づいて負方向電流の大きさを検出する。検出された実際のモータ電流値Iは比較器23にフィードバックして入力される（図2参照）。

【0026】次に、この発明の安定化補償器について説明する。上記したフィードバック制御系における開ループ特性、即ち電流指令値 I から、電流指令値 I に基づいてモータ電流が制御され、これにより発生した操舵補助力を受けたステアリング機構の検出トルク T までに至る制御対象の開ループの伝達特性は、図4に示すような周波数特性を示し、ステアリング機構の共振点においてゲインがピークを示し、ピークを越えるとゲインが急速に減衰することを示している。図4において、縦軸はゲイン、横軸は制御系の周波数であり、線 (b) は実際の制

御対象の伝達特性 $P(s)$ を示し、線 (a) は制御対象の近似モデルの伝達特性 $P_0(s)$ を示している。
【0027】なお、図4に示す伝達特性を示す制御対象は、操向ハンドルはフリー、即ち操舵トルクが発生していない状態にあり、またタイヤは路面に接地していな *

$$P(s) = P_0(s) \cdot (1 + \Delta_1(s)) \cdot \dots \dots \dots (1)$$

ここで、 $P(s)$: 実際の制御対象の特性

$P_0(s)$: 近似モデルの制御対象の特性

$\Delta_1(s)$: $P(s)$ と $P_0(s)$ との特性の差 (乗法的表現)

一方、式 (1) で表わされる実際の制御対象の特性 $P(s)$ は、例えばシステム同定手段を用いて数学モデルに置き換えることができ、その結果、 $P_1(s)$ と $P_0(s)$ の積として、以下の式 (2) で表すことができる。即 ※

$$P(s) = P_0(s) \cdot P_1(s) \cdot \dots \dots \dots (2)$$

式 (2) で表される特性式 $P(s)$ における項 $P_1(s)$ 及び $P_0(s)$ は、実際の制御対象の周波数特性曲線に近似させた2次の多項式に展開し、それぞれ以下の式 (3)、式 (4) で定義することができる。★

$$P_1(s) = \frac{d^2}{s^2 + d_1s + d_2} \cdot \dots \dots \dots (3)$$

【0035】

☆ ☆ 【数4】

$$P_0(s) = \frac{K_p}{s^2 + a_1s + a_2} \cdot \dots \dots \dots (4)$$

ここで、 a_1 、 a_2 は前記 $P_0(s)$ を2次の多項式に展開したときに決定される係数、 d_1 、 d_2 は $P_1(s)$ の高次共振系の共振周波数とダンピングで決定される係数、 K_p は近似モデルの制御対象の特性 $P_0(s)$ のゲインを実際の制御対象の特性 $P(s)$ のゲインに一致させるために設定した任意の係数、 s はラプラス変換子を表す。

$$\Delta_1(s) = -\frac{s^2 + d_1s}{s^2 + d_1s + d_2} \cdot \dots \dots \dots (5)$$

検討を簡略にするため、制御対象であるステアリング機構を伝達関数で表した図5に示すブロック図で説明す

*い、即ち路面から抵抗を受けていない状態を設定している。

【0028】この発明の安定化補償器は、図4に示すような周波数特性を示す実際の制御対象の特性 $P(s)$ を、これに近い特性 $P_0(s)$ を示すモデルにより代表させ、そのモデルにおいて共振点に鋭いピークが発生しないような条件を求めて、安定化補償器を構成しようとするものである。

【0029】図4に示すような周波数特性を示す制御対象では、制御範囲周波数 ($\leq \omega_{cutoff}$) においては2次関数で近似することができ、近似モデルの特性を $P_0(s)$ とおくと、実際の制御対象の特性 $P(s)$ は以下の式 (1) で表すことができる。

【0030】

【数1】

※ち、 $P(s)$ は2つの共振系を持つ系として定義することができる。

【0031】ここで、 $P_1(s)$ は近似モデルの制御対象の特性 $P_0(s)$ で無視した近似モデルの制御対象の高次の特性を表すものとする。

【0032】

【数2】

★ 【0033】なお、 $P_1(s)$ は2次の多項式以外の式で表されていてもよい。

【0034】

【数3】

◆ 【0036】実際の制御対象 $P(s)$ の特性と、近似モデルの制御対象の特性 $P_0(s)$ との特性の差 $\Delta_1(s)$ は、式 (1) (2) (3) (4) から以下の式 (5) で表すことができる。

【0037】

【数5】

る。図5において、51は特性 $C(s)$ を有する安定化補償器、52は操舵補助指令値のゲイン K を格納している

7

特性マツプメモリで、ここでは検討を簡略にするため1つのゲインのものとする。53は制御対象の特性 $P(s)$ で、符号53aで示す近似モデルの特性 $P_a(s)$ と符号53bで示す差 $\Delta_1(s)$ とで表される。なお、50、54は加算器を示す。

【0038】この発明の安定化補償器では、図4に示すような周波数特性を示す実際の制御対象の特性 $P(s)$ の共振系の共振周波数のピークを打ち消すため、逆特性の入力を加算する極零相殺を行う。

【0039】即ち、式(4)で表される制御対象の近似*10

$$C(s) = \frac{s^2 + a_1s + a_2}{s^2 + b_1s + b_2} \dots\dots\dots (6)$$

実際の制御対象の特性 $P(s)$ とその近似モデルの特性 $P_a(s)$ との特性の差の $\Delta_1(s)$ を無視すると、図5に示すステアリング機構を伝達関数で示した制御系の開ループ特性 G_{OPEN} は、制御対象の共振を起こす項が打ち消されて新たに以下の式(7)で定義することができる。即ち、制御系の開ループ特性 G_{OPEN} は、式(4)と(6)*

$$G_{OPEN}(s) = K \cdot C(s) \cdot P_n(s) \\ = \frac{K \cdot K_p}{s^2 + b_1s + b_2} \dots\dots\dots (7)$$

このとき、制御系の閉ループ特性 G_{CLOSE} は、以下の式★【0042】
(8)で表すことができる。★【数8】

$$G_{CLOSE}(s) = \frac{K \cdot K_p}{s^2 + b_1s + b_2 + K \cdot K_p} \\ = \frac{K \cdot K_p / \omega_{cont}^2}{s^2 + 2\xi_1 \omega_{cont} s + \omega_{cont}^2} \dots\dots\dots (8)$$

制御系の設計に際し、制御帯域の設計仕様で決定されている限界周波数 ω_{cont} に対しては、以下の式(9)を満足するようにパラメータ b_2 を決定し、また、ダンピングの設計仕様で決定されているダンピングファクタ ξ_1 に対しては、下の式(10)を満足するようにパラメー

$$\omega_{cont} = \sqrt{b_2 + K \cdot K_p} \dots\dots\dots (9)$$

【0044】

$$\xi_1 = \frac{b_1}{2 \omega_{cont}} \dots\dots\dots (10)$$

以上の検討では、制御対象の特性 $P(s)$ とその近似モデルの特性 $P_a(s)$ との差 $\Delta_1(s)$ を無視したが、実際の設計では両特性の差 $\Delta_1(s)$ を考慮しなければならない。両特性の差 $\Delta_1(s)$ の存在により、達成できる限界周波数 ω_{cont} やダンピングファクタ ξ_1 は制約を受けることになる。

8

*モデルの特性 $P_a(s)$ に対して、安定化補償器の特性 $C(s)$ を以下の式(6)のように定義する。即ち、式(4)の分母と同じ要素を式(6)の分子に置き、打ち消すようにする。式(6)の分母の次数は、安定化補償器の特性 $C(s)$ の実現性を確保する最低の次数である2次の次数を設定する。ここで b_1 、 b_2 は制御系の応答特性を決定するパラメータで、その決定方法は後で説明する。

【0040】

【数6】

※から、式(7)を導くことができる。制御系の開ループ特性は安定化補償器の特性 $C(s)$ を表す式(7)の分母により決定される。なお、ここで K は操舵補助指令値のゲインを表す。

【0041】

【数7】

☆ b_1 を決定することにより、設計仕様を満足する応答特性を得ることができる。

【0043】

【数9】

【0045】両特性の差 $\Delta_1(s)$ を考慮すると、制御系の安定化のための十分条件は最小ゲイン定理により以下の式(11)で示される。ここで、 $T(s)$ は図5に示す制御系における相補感度関数であり、以下の式(12)で表わされる。

【0046】

【数11】

$$\|T(s) \cdot \Delta_1(s)\|_{\infty} < 1 \quad \dots\dots\dots (11)$$

【0047】

* * 【数12】

$$T(s) = \frac{K \cdot C(s) \cdot P_n(s)}{1 + K \cdot C(s) \cdot P_n(s)}$$

$$= \frac{K \cdot K_c}{s^2 + b_1 s + b_2 + K \cdot K_c} \quad \dots\dots\dots (12)$$

さらに、式(11)は以下の式(13)のように表すことができる。 ※【0048】
※ 【数13】

$$\|T(s) \cdot \Delta_1(s)\|_{\infty} \leq \|T(s)\|_{\infty} \|\Delta_1(s)\|_{\infty} < 1$$

$$\dots\dots\dots (13)$$

したがって、制御系の安定化のための十分条件は式(14)で表わすことができる。 ★【0049】
★ 【数14】

$$\|T(s)\|^{-1} > \|\Delta_1(s)\| \quad \dots\dots\dots (14)$$

図6は、式(14)で表わされる制御系の安定化のための十分条件を説明する特性図である。図6において、線(a)は式(14)の $\|T(s)\|^{-1}$ を表し、パラメータ b_1 が大になると線(b)に示すように上方に移動し、パラメータ b_1 が小になると下方に移動する。線(c)は式(14)の $\|\Delta_1(s)\|$ を表し、線(d)は $\|T(s)\|$ (式(14)の $\|T(s)\|^{-1}$ の逆数)を表す。

【0050】図6において、 $\|T(s)\|^{-1}$ を表す線(a)が $\|\Delta_1(s)\|$ を表す線(c)よりも常に上にあるとき、制御系の安定性は保証される。図6においては、 $\|T(s)\|^{-1}$ を表す線(a)が $\|\Delta_1(s)\|$ を表す線(c)と交差する部分があり、このような場合、制御系は不安定になる可能性がある。そこで、前記した制御帯域の設計仕様の限界周波数 $\omega_{c0.1}$ を維持した上で制御系の安定性を得るためには、ダンピングの設計仕様に関わるパラメータ b_1 を大きくして、線(b)に示すように上方に移動させればよい。

【0051】以上の検討においては制御対象の特性 $P(s)$ とその近似モデルの特性 $P_n(s)$ との差 $\Delta_1(s)$ について考慮したが、このほか、パラメータ変動について☆

$$K_{\min} = \Delta K_1 \cdot K \leq K \leq \Delta K_2 \cdot K = K_{\max} \quad \dots (15)$$

ここで、 ΔK_1 は操舵補助指令値 K のゲインの最小変動率、 ΔK_2 は最大変動率とする。

【0056】操舵補助指令値のゲイン K の変動の最大値を $\Delta_2(s)$ とおくと、 $\Delta_2(s)$ は以下の式(16)で表◆

$$\Delta_2(s) = \max(\Delta K) = \Delta K_2 \quad \dots\dots\dots (16)$$

$$\Delta K_1 \leq \Delta K \leq \Delta K_2$$

次に、係数 a_1 、 a_2 について検討する。今までの検討においては、制御対象の近似モデルの特性パラメータと

20 ☆も検討しなければならない。

【0052】以下パラメータ変動について検討する。変動を受けるパラメータは操舵補助指令値のゲイン K と、近似モデルの特性 $P_n(s)$ の係数 a_1 、 a_2 である。

【0053】特性マップメモリに格納されている操舵補助指令値のゲイン K は単一ゲインとして扱ったが、実際には図7に示すように、操舵補助指令値のゲイン K は車速 V 及び操舵トルク T に応じて非線形に変化する。即ち、図7の(a)は操舵補助指令値のゲイン K が単一ゲインの場合を示しており、(b)は車速 V が低速領域にあるときのゲイン、(c)は車速 V が中速領域にあるときのゲイン、(d)は車速 V が高速領域にあるときのゲインをそれぞれ示している。

【0054】操舵補助指令値のゲイン K の非線形性は、ゲイン K の変動としてとらえることができるから、操舵補助指令値のゲイン K は、以下の式(15)で表すことができる。

【0055】

【数15】

◆すことができる。

【0057】

【数16】

50 実際の制御対象の特性のパラメータとは一致するものとしてきたが、実際には近似モデルの特性のパラメータと

11

実際の制御対象の特性のパラメータとは正確には一致しない場合が多い。この誤差を $\Delta_3(s)$ とおくと、 $\Delta_3(s)$ は以下の式(17)で表すことができる。一般に、誤差 $\Delta_3(s)$ は使用状態の変動によつてもたらされ*

$$\Delta_3(s) = \frac{s^2 + a_1^* s + a_2^*}{s^2 + a_1 s + a_2} - 1$$

$$= \frac{(a_1^* - a_1)s + (a_2^* - a_2)}{s^2 + a_1 s + a_2} \dots\dots (17)$$

ここで、 a_1^* 、 a_2^* は実際の制御対象のパラメータである。

【0059】上記した極零相殺を行う際に生じた誤差 $\Delta_3(s)$ は、制御対象の近似モデルの特性と実際の制御対象の特性とのコーナ周波数のずれと、ダンピングファクタ※

$$\Delta_3(s) = \frac{(2\xi_1^* \omega_1^* - 2\xi_1 \omega_1)s + (\omega_1^{*2} - \omega_1^2)}{s^2 + 2\xi_1 \omega_1 s + \omega_1^2}$$

..... (18)

ここで、 ξ_1 : モデルのダンピングファクタ

ω_1 : モデルのコーナ周波数

ξ_1^* : 実際の制御対象のダンピングファクタ

ω_1^* : 実際の制御対象のコーナ周波数

以下、式(18)において、実際の制御対象のコーナ周波数と近似モデルのコーナ周波数との間にずれがある場合、即ち、 $\omega_1^* \neq \omega_1$ の場合の安定性を確保する方法について説明する。

【0061】ここで扱う制御対象のダンピングファクタ★

$$\|\Delta(s)\| = \|\Delta_1(s) + \Delta_2(s) + \Delta_3(s)\| \dots\dots (19)$$

先に、制御系安定のための十分条件を式(14)で示したが、この式(14)の $\|\Delta_1(s)\|$ に式(19)の $\|\Delta(s)\|$ を代入すれば、特性マップのゲインの変動 $\Delta_2(s)$ や、極零相殺を行うときの制御対象の近似モデルの特性のパラメータと実際の制御対象の特性のパラメータとの誤差 $\Delta_3(s)$ を考慮した、制御系安定のための十分条件を求めることができる。

【0065】図8は上記した制御系安定のための十分条件を説明する図で、実際の制御対象のコーナ周波数と制御対象の近似モデルのコーナ周波数との間のずれがあり、 $\omega_1^* \neq \omega_1$ の場合は、ゲイン $\|\Delta(s)\|$ は線(b)のように周波数 ω_1 において共振し、制御系が振動的、又は不安定になることがわかる。 $\omega_1^* = \omega_1$ の場合は、ゲイン $\|\Delta(s)\|$ は線(c)のようになり、安定する。なお、線(a)は式(14)の $\|T(s)\|^{-1}$ を表す。

12

* 変動である。例えば、人が操向ハンドルを握ることによる操舵系の剛性の変動がこれに該当する。

【0058】

【数17】

※タのずれとしてとらえることができる。したがって、式(17)は以下の式(18)で表すことができる。

【0060】

【数18】

★ ξ_1^* は、 $\xi_1^* << 1$ である。

【0062】 ξ_1^* は近似的に ξ_1 に等しく、 $\omega_1^* \neq \omega_1$ であると仮定する。この仮定は一般の電動パワーステアリング機構において成立するものである。

【0063】制御対象の近似モデルの特性と実際の制御対象の特性の差 $\Delta(s)$ は、以下の式(19)で表すことができる。

【0064】

【数19】

【0066】この発明では制御帯域の設計仕様として与えられた ω_1^* と ω_1 の差($\omega_1^* - \omega_1$)の大きさに応じて制御系が振動的になるのを防ぐため、厳密な極零相殺を逃がっている。図9はこの状態を示すものである。即ち、 $\omega_1^* \neq \omega_1$ の場合においても十分にダンピングの効いたダンピングファクタ ξ_1 を設定することにより($\xi_1 \gg \xi_1^*$)、周波数 ω_1 でのゲイン $\|\Delta(s)\|$ は線(d)のようになり、ピーク値を押さえている。

【0067】以上で、この発明の安定化補償器21の特性C(s)が決定された。安定化補償器21の特性C(s)をデジタル値で実現するためには、公知の離散化手段を適用することにより、特性C(s)は、例えば以下の式(20)で表すことにする。

【0068】

【数20】

$$C(z^{-1}) = \frac{f_1 + f_2 \cdot z^{-1} + f_3 \cdot z^{-2}}{1 + e_1 \cdot z^{-1} + e_2 \cdot z^{-2}} \quad \dots (20)$$

ここで、 f_1 、 f_2 、 f_3 、 e_1 、 e_2 は、式(2)で表される実際の制御対象の特性式 $P(s)$ を近似モデルの制御対象の特性式 $P_a(s)$ で表し、それと前記 $\Delta(s)$ に基づいて決定された特性式 $C(s)$ で表される安定化補償器21の係数 a_1 、 a_2 、 b_1 、 b_2 の値に基づいて決定される係数を表す。

【0069】また、 z^{-1} 、 z^{-2} は、データサンプリングにおけるそれぞれ1つ前のサンプルのオペレータ、2つ*

$$T_c(k) = f_1 T(k) + f_2 T(k-1) + f_3 T(k-2) \\ - e_1 T_c(k-1) - e_2 T_c(k-2) \\ \dots (21)$$

ここで、 $T(k)$: データサンプリングした操舵トルク T のA/D変換値

$T(k-1)$: 同じく1サンプル前の値

$T(k-2)$: 同じく2サンプル前の値

$T_c(k)$: 安定化補償器21の出力

$T_c(k-1)$: 同じく1サンプル前の値

$T_c(k-2)$: 同じく2サンプル前の値

前記した特性式 $C(s)$ で表される特性を持つ安定化補償器21は、図2で示された電子制御回路13において、CPU内部で実行される前記式(21)の演算により実現される機能である。以下、CPU内部において実行される演算を図10に示すフローチャートにより説明する。

【0072】まず、トルクセンサの出力 T をサンプリングし(ステップP1)、A/D変換して検出トルクサンプル値 $T(k)$ を読み込む(ステップP2)。メモリから前回、及び前々回処理した操舵トルク T のサンプル値 $T(k-1)$ 、 $T(k-2)$ 、及び安定化補償器の出力 $T_c(k-1)$ 、 $T_c(k-2)$ を読み出す(ステップP3)。

【0073】前記式(21)に基づいて $T_c(k)$ を演算し(ステップP4)、変数 $T_c(k)$ を $T_c(k-1)$ に、 $T_c(k-1)$ を $T_c(k-2)$ に、 $T(k)$ を $T(k-1)$ に、 $T(k-1)$ を $T(k-2)$ に更新してメモリに書き込む(ステップP5)。

【0074】演算結果の $T_c(k)$ を安定化補償器21の出力として電流指令値演算器22に入力する(ステップP6)。

【0075】以上説明したこの発明の安定化補償器は、トルクセンサの出力信号から共振周波数成分を除去するために、トルクセンサの後段に挿入された帯域除去フィルタに類似した機能を有するが、帯域除去フィルタはトルクセンサ系のバネ要素、ハンドル慣性及びモータ慣性により生ずる共振周波数成分を除去し、共振周波数成分

*前のサンプルのオペレータをそれぞれ表す。

【0070】式(20)は、例えば操舵トルク T のA/D変換値を $T(k)$ 、安定化補償器21の出力を $T_c(k)$ とおくと、安定化補償器21の出力 $T_c(k)$ は、以下の式(21)で表すことができる。

10 【0071】

【数21】

のゲイン特性を改善することを目的としている。

20 【0076】これに対し、この発明の安定化補償器は、前記したとおり制御対象の共振系における共振周波数のピークを打ち消すため、逆特性の入力を加算する極零相殺を行うものであるから、共振周波数成分のゲイン特性を改善ばかりでなく位相特性も含めて補償される点で、構成及びその機能において全く相違する。

【0077】

30 【発明の効果】以上説明したとおり、この発明によれば、操舵トルクを検出するトルクセンサの後段に、特性式 $C(s)$ で表される特性を備えた安定補償器配置を配置し、検出トルクに含まれる慣性要素とバネ要素からなる共振系の共振周波数のピーク値を除去し、また、制御系の安定性と応答性を阻害する共振周波数の位相のずれを補償するものであるから、簡単な構成により電動式パワーステアリング装置の制御系の安定性と応答性を改善することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】電動式パワーステアリング装置の構成の概略を説明する図。

【図2】電子制御回路のブロック図。

【図3】モータ駆動回路の構成を示す回路ブロック図。

40 【図4】実際の制御対象及びその近似モデルの周波数特性を示す図。

【図5】制御対象であるステアリング機構を伝達関数で表した図。

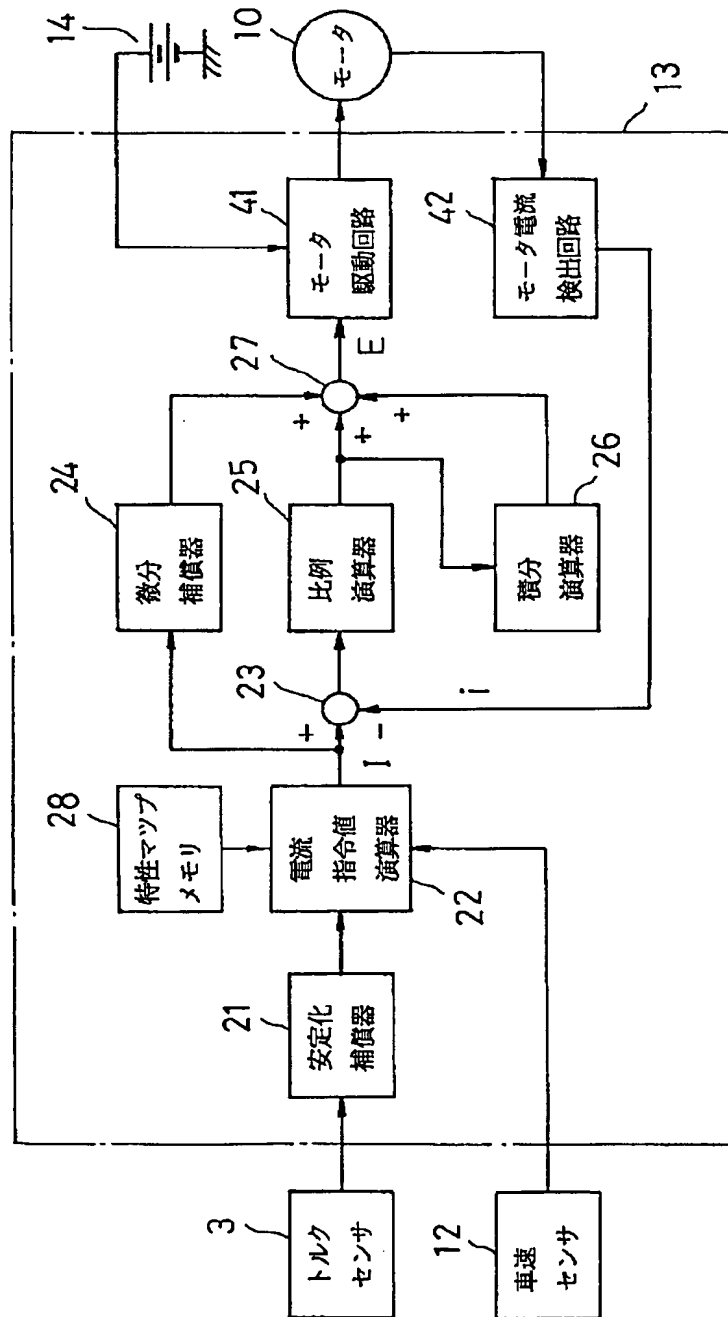
【図6】制御系の安定化のための十分条件を説明する特性図。

【図7】特性マップメモリに格納されている操舵補助指令値を説明する図。

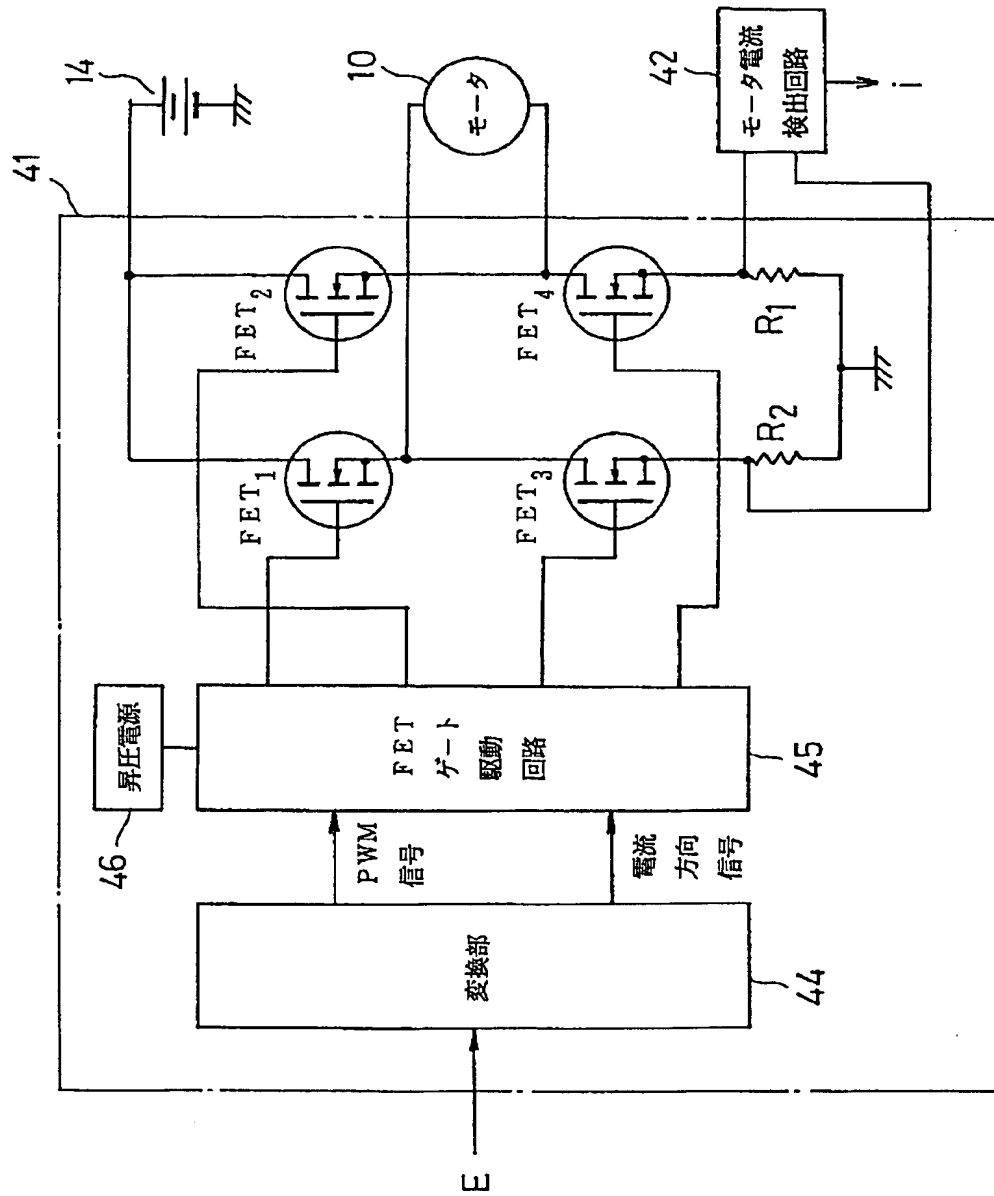
【図8】制御系の安定化のための十分条件を説明する特性図。

50 【図9】制御系が安定した状態を示す特性図。

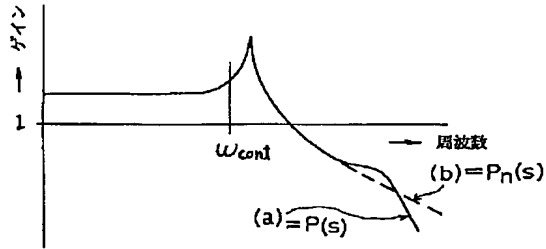
【図2】



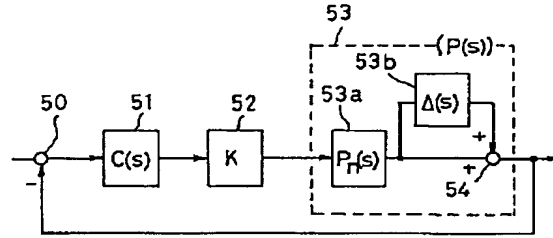
【図3】



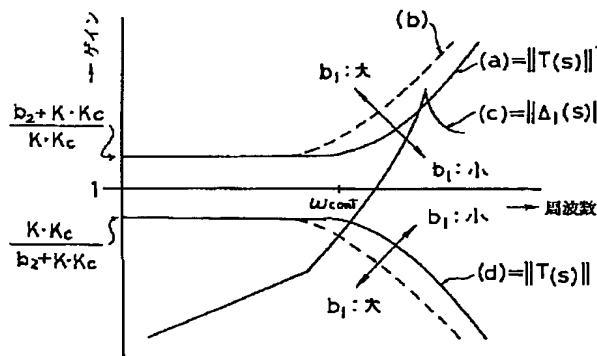
【図4】



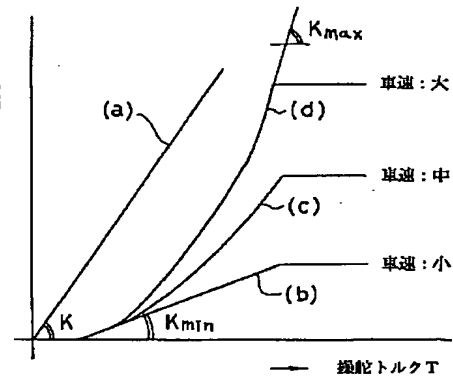
【図5】



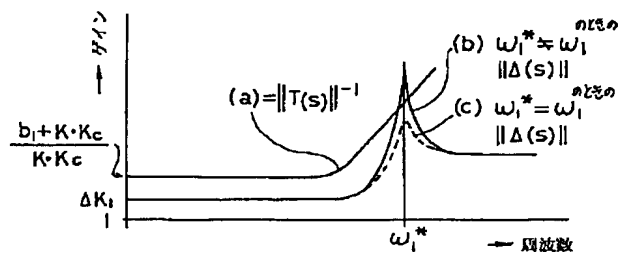
【図6】



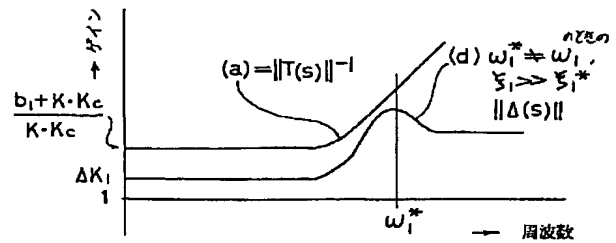
【図7】



【図8】



【図9】



【図 10】

